

Pengaturan Kecepatan Motor Induksi 3Phasa Melalui DTC Dengan Menggunakan Sliding Mode Control

Pramudya Rian Perdana¹, Gigih Prabowo², Ainur Rofiq Nansur³

¹ Mahasiswa D4 Jurusan Teknik Elektro Industri

² Dosen Jurusan Teknik Elektro Industri

³ Dosen Jurusan Teknik Elektro Industri

Politeknik Elektronika Negeri Surabaya – ITS

Kampus ITS Sukolilo, Surabaya 60111

Email : rianprdn@yahoo.com

Abstrak

Dalam proyek akhir ini mengembangkan tentang metode pengaturan kecepatan motor induksi 3 phasa melalui direct torque control (DTC) menggunakan sliding mode control (SMC). Dengan menggunakan metode DTC memungkinkan untuk mengontrol torka dan fluks stator secara langsung. Estimasi putaran rotor, torka dan fluks dilakukan oleh DTC yang diberi input tegangan dan arus stator. Estimasi kecepatan motor akan dibandingkan dengan kecepatan referensi untuk menghasilkan error. Error dan delta error kecepatan putar sebagai masukan pada Sliding Mode Control (SMC). Nilai keluaran dari SMC adalah Torka referensi. Besaran masukan estimasi DTC adalah arus dan tegangan motor, sinyal masukan inverter adalah tegangan dc. Besaran keluaran estimasi DTC adalah torka, putaran, fluks dan sudut antara fluks sumbu d dan sumbu q. Hasil yang diperoleh melalui simulasi menunjukkan respon kecepatan putar yang cepat dalam kondisi start dan mampu untuk mengikuti kecepatan referensi yang dinamis.

Kata Kunci : Sliding mode control, Direct torque control.

I. Pendahuluan

Motor induksi 3 phasa saat ini sering digunakan pada industri dengan berbagai aplikasi. Hal ini disebabkan karena motor induksi 3 phase memiliki keunggulan diantaranya handal, tidak ada kontak antara stator dan rotor kecuali bearing, tenaga yang besar, daya listrik rendah dan hampir tidak ada perawatan. Motor induksi 3 phasa memiliki kelemahan pada pengontrolan kecepatan karena kecepatannya bergantung pada frekuensi input sedangkan sumber yang ada memiliki frekuensi yang konstan, untuk mengubah frekuensi input lebih sulit dari pada mengatur tegangan input, dengan ditemukannya teknologi inverter maka hal tersebut menjadi mungkin dilakukan.

Motor induksi umumnya dioperasikan untuk kecepatan tetap. Berdasarkan survey bahwa bila motor dioperasikan dengan kecepatan variabel, maka motor akan mengkonsumsi daya listrik yang kecil. Karena itu motor ini banyak dipakai dengan kecepatan variabel. Untuk mengatur kecepatan motor induksi pada kecepatan tetap dan kecepatan variabel diperlukan frekuensi atau torka. Konverter daya difungsikan untuk mengatur parameter-parameter motor induksi, sehingga dengan mengatur parameter motor induksi akan dapat mempengaruhi kecepatan

putar motor. Motor induksi tiga phasa rotor sangkar dipergunakan sebagai sistem penggerak. Pengaturan kecepatan motor induksi yang digunakan, menggunakan metoda Direct Torque Control berbasis Sliding Mode Controller. Ada banyak metode untuk pengaturan kecepatan motor induksi. Diantara kontrol tersebut adalah kontrol tegangan / frekuensi (v/f) kontrol ini paling sederhana, karena banyak digunakan di industri. Dan juga dikenal sebagai kontrol skalar yang menggunakan metode antara tegangan / frekuensi konstan

Kontrol ini digunakan tanpa umpan balik kecepatan. Menurut pendapat Casadei, 2006 kelemahan dari kontrol ini belum mencapai nilai yang akurat pada respon kecepatan, dimana kontrol fluks stator dan torka masih menggunakan kontrol tidak langsung. Vektor Kontrol, untuk jenis ini ada loops kontrol untuk mengontrol torka dan fluks. Yang umum digunakan adalah transformasi vektor. Kelemahan utama bila menggunakan kedua kontrol tersebut adalah memerlukan kemampuan komputasi sangat besar dan harus dapat mengidentifikasi parameter motor.

II. Putaran Motor Induksi

Beberapa rangkaian didasarkan pada model motor yang telah dipaparkan untuk menyensing putaran motor induksi dari terminal pengukuran untuk pengontrolan putaran motor. Untuk menentukan putaran motor, dan dasar untuk menghitung dapat menggunakan persamaan rangkaian dari motor induksi.

Secara konvensional untuk menganalisa model motor induksi tiga fasa dikembangkan berdasarkan model trafo, dengan mengasumsikan tegangan sumber adalah sinusoidal dan kondisi steady state. Dalam operasi riil ditemui permasalahan tegangan sumber yang tidak sinusoidal dan ada perubahan beban. Karena itu dibutuhkan model lain yang lebih fleksibel untuk menganalisis motor induksi. Model motor induksi dalam koordinat d-q-n digunakan untuk menganalisis motor dan lebih fleksibel. Persamaan tegangan motor induksi dengan tegangan simetri dalam koordinat d-q-n dinyatakan oleh:

(1)
fluks yang tergabung dalam kumparan adalah:

(2)
persamaan (1),(2) dapat dinyatakan dalam matriks berikut:

(3)
dengan

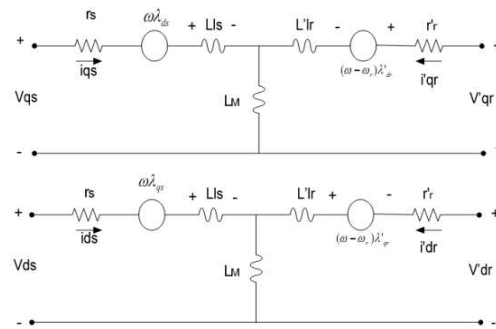
sehingga torka elektromagnetik motor induksi dapat ditentukan dengan :

(4)
Persamaan dinamis motor induksi dinyatakan oleh

(5)
dengan,

adalah torka beban
adalah torka elektromagnetik
J adalah momen inersia (kg.m²)
P adalah jumlah kutub
adalah kecepatan angular rotor (rad/dt).

Diagram dari model motor induksi diperlihatkan dalam gambar 1.



Gambar 1. Rangkaian ekuivalen dq dari motor induksi tiga fasa

III. Direct Torque Control

Direct Torque Control (DTC) adalah kontrol berdasarkan fluks stator dalam kerangka seferensi stator tetap menggunakan kontrol langsung dari switching inverter. Dasar dari DTC adalah perubahan torsi sebanding dengan slip antara fluks stator dan fluks rotor pada kondisi fluks bocor stator tetap. Pada motor induksi dengan rotor sangkar untuk waktu tetap rotor menjadi sangat besar, fluks bocor rotor berubah perlahan dibanding dengan perubahan fluks bocor stator.

Oleh karena itu, pada keadaan perubahan yang cepat fluks rotor cenderung tidak berubah. Perubahan cepat dari torsi elektromagnetik dapat dihasilkan dari putaran fluks stator, sebagai arah torsi. Dengan kata lain fluks stator dapat seketika mempercepat atau memperlambat dengan menggunakan vektor tegangan stator yang sesuai. Torsi dan fluks kontrol bersama-sama dan decouple dicapai dengan pengaturan langsung dari tegangan stator, dari error respon torsi dan fluks. DTC biasanya digunakan sesuai vektor tegangan dalam hal ini untuk memelihara torsi dan fluks stator dengan dua daerah histerisis.

$$\bar{v}_s(t) = \frac{2}{3} V (S_a(t) + S_b(t)a + S_c(t)a^2) \quad (6)$$

Dimana

Persamaan tegangan stator untuk persamaan space vektor dari motor induksi adalah :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (7)$$

$$0 = R_r \bar{i}'_r + \frac{d\bar{\psi}'_r}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}'_r \quad (8)$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}'_r \quad (9)$$

$$\bar{\psi}'_r = L_r \bar{i}'_r + L_m \bar{i}_s \quad (10)$$

Persamaan direct fluk control untuk bentuk persamaan fluk stator adalah :

$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s \quad (11)$$

dengan mengabaikan R_s maka didapat

$$\Delta \bar{\psi}_s = \bar{v}_s \Delta t \quad (12)$$

Persamaan torsi pada direct torque control yaitu :

$$t_{elec} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\delta L_s L_r} \psi_s \psi_r \sin \delta_{sr} \quad (13)$$

Dari persamaan 13 bisa diketahui fluks rotor mengikuti fluks stator dengan waktu yang konstan $\sigma \tau_r$.

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_m / L_s}{1 + p \sigma \tau_r} \bar{\psi}_s \quad (14)$$

sehingga persamaan fluk stator

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{v}_s - \bar{i}_s R_s) dt \quad (15)$$

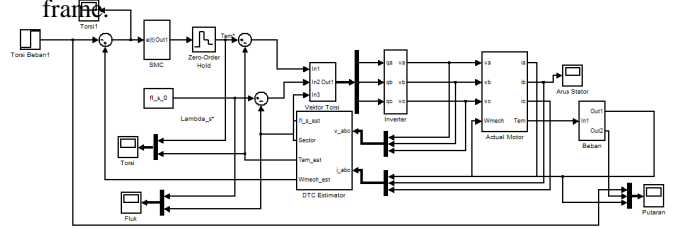
Stator fluks dan torsi estimasi didapatkan dari persamaan 16, dan pada sumbu d dan q

$$T = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \text{Im} (\bar{i}_s \bar{\psi}_s^*) \quad T = 1.5 \frac{p}{2} (\bar{\psi}_s \cdot (-j \bar{i}_s)) \quad (16)$$

$$T = 1.5 \frac{p}{2} (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (17)$$

Blok diagram sistem DTC untuk motor induksi ditunjukkan pada gambar 2, Skematik DTC sangat sederhana dalam konfigurasi dasarnya, terdiri dari hysteresis kontroler, torque dan flux estimator dan switching tabel. Konfigurasinya lebih sederhana dari sistem vektor kontrol karena tidak adanya

transformasi antara stationary frame dan synchronous frame.



Gambar 2. Blok diagram SMDTC

IV. Sliding Mode Control

Sliding mode control diperkenalkan dengan mengambil keuntungan dari karakteristik switching inverter untuk mengontrol mesin elektrik. namun hal ini menyebabkan kerugian besar yaitu frekuensi switching yang berubah-ubah. Untuk mendapatkan frekuensi switching tetap, digunakan modulasi space vector yang mempertahankan karakteristik yang bagus dari sliding mode control. Penerapan pada waktu diskret digital signal processing juga membutuhkan perubahan untuk memperbaiki hasil pengolahan.

Sliding mode control didesain untuk beroperasi melebihi variabel yang sama seperti digunakan pada metode DTC Untuk meningkatkan performa putaran motor induksi pada kondisi ada gangguan, kontrol putaran dengan sliding mode control akan diuraikan, dimana jenis kontrol ini robust pada saat terjadi gangguan dengan variasi parameter dan torsi beban berubah.

Dari persamaan elektromekanik (5) dapat diubah menjadi:

$$\dot{\omega}_m + a \omega_m + d = b T_e \quad (18)$$

dengan :

$$a = \frac{B}{J}; b = \frac{1}{J}; d = \frac{T_L}{J}$$

Sesuai dengan persamaan elektromekanik (18) dengan kondisi ada gangguan adalah:

$$\dot{\omega}_m = -(a + \Delta a) \omega_m - (d + \Delta d) + (b + \Delta b) T_e \quad (19)$$

Dimana:

$\Delta a, \Delta b, \text{ dan } \Delta d$ adalah menyatakan kondisi taktentu dari parameter a, b, dan d sebagai penyataan parameter J dan B.

Untuk menentukan kesalahan/selisih putaran motor diberikan dengan persamaan:

$$e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t) \quad (20)$$

Dimana:

$\omega_m^*(t)$ adalah putaran acuan/referensi.

Dengan menurunkan persamaan (20) dalam fungsi waktu didapatkan:

$$\dot{e}(t) = \dot{\omega}_m(t) - \dot{\omega}_m^*(t) = -ae(t) + f(t) + x(t) \quad (21)$$

Dengan memisahkan komponen $f(t)$ dan $x(t)$ dari persamaan (21) didapatkan menjadi:

$$f(t) = bT_e(t) - a\omega_m^* - d(t) - \dot{\omega}_m^*(t) \quad (22)$$

Dan $x(t)$ penambahan perubahan diberikan dalam persamaan:

$$x(t) = bT_e(t) - \Delta a\omega_m^* - \Delta d(t) - \Delta bT_e(t) \quad (23)$$

Variable sliding mode dengan komponen integral diberikan dengan persamaan:

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (h-a)e(\tau) d\tau \quad (24)$$

Dimana h adalah konstanta penguat. Untuk menentukan alur putaran (speed trajectory tracking), dengan menggunakan asumsi dan persamaan berikut:

Asumsi 1: harga h dipilih sehingga $(h-a)$ menjadi negatif dan $h < 0$, kemudian sliding surface diberikan dengan persamaan :

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (h-a)e(\tau) d\tau = 0 \quad (25)$$

Berdasar hasil pengembangan switching surface, keberadaan kontrol switching dijamin keberadaan di sliding mode, kontrol putarannya diberikan dengan persamaan:

$$f(t) = he(t) - \beta \text{sgn}(S(t)) \quad (26)$$

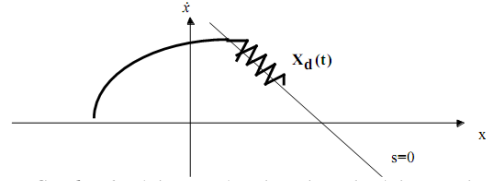
Dimana:

β = konstanta penguat switch

$S(t)$ = variable sliding yang ditentukan melalui persamaan (24) dan tanda $\text{sgn}(\cdot)$ adalah fungsi signum yang didefinisikan sebagai:

$$\text{sgn}(S(t)) = \begin{cases} +1 & \text{bila } S(t) > 0 \\ -1 & \text{bila } S(t) < 0 \end{cases} \quad (27)$$

Asumsi 2: Penguat β dipilih sehingga $\beta \geq |x(t)|$ untuk semua kondisi. Ketika sliding mode terjadi pada sliding surface persamaan (25), $S(t) = \dot{S}(t) = 0$, dan tracking error $e(t)$ bergerak konvergen secara eksponen menuju ke nol.



Gambar 3. Sliding Surface berada pada sliding mode

Sesuai dengan parameter motor induksi dari persamaan (19), bila asumsi 1 dan asumsi 2 dibuktikan sebagai batasan putaran persamaan (28) akan mendahului putaran mekanik rotor ω_m sehingga tracking kesalahan putaran $e(t) = \omega_m(t) - \dot{\omega}_m^*(t)$ cenderung menuju ketitik nol hingga menuju kondisi takberhingga. Pembuktian dari teorema diatas dapat menggunakan teori stabilitas Lyapunov. Fungsi Lyapunov adalah:

$$V(t) = \frac{1}{2} S(t) \dot{S}(t) \quad (28)$$

$$\dot{V}(t) = S(t) \ddot{S}(t) \quad (29)$$

Dengan menggunakan persamaan (28), maka didapatkan:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= S(t) \ddot{S}(t) \\ &= S \left[\dot{e} - (h-a)e \right] \\ &= S \left[(-ae + f + x) - (he - ae) \right] \\ &= S \left[f + x - he \right] \\ &= S \left[he - \beta \text{sgn}(S(t)) + x - he \right] \\ &= S \left[x - \beta \text{sgn}(S(t)) \right] \\ &\leq -(\beta - |x|) |S| \\ &\leq 0 \end{aligned}$$

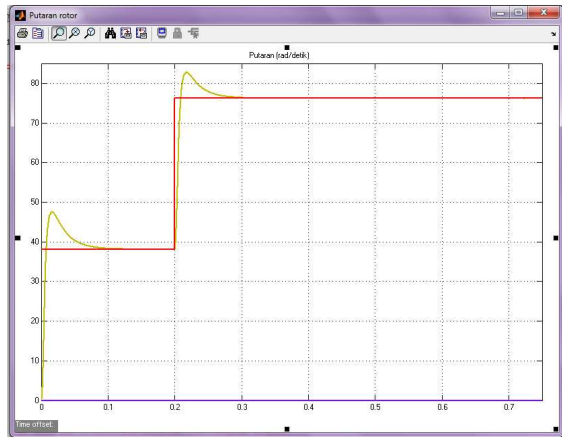
Persamaan (25), (21), (26) dan asumsi 2 telah digunakan dalam pembuktian diatas. Akhirnya torsi referensi T_e^* dapat ditentukan dengan mensubstitusikan persamaan (22) dan (26) sehingga didapatkan:

$$T_e^* = \frac{1}{b} \left(he(t) - \beta \text{sgn}(S(t)) + a\omega_m^* + \dot{\omega}_m^* + d \right) \quad (30)$$

V. Hasil simulasi

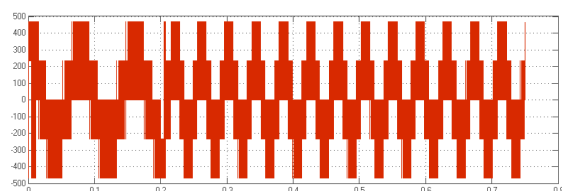
Pada bagian ini simulasi secara numeric telah dilakukan dengan menggunakan Matlab/Simulink. Sampling time 1000 μ s, fluks referensi diambil pada harga nominal. Motor Induksi 3 fasa tegangan nominal 380 V, f= 50 Hz, jumlah kutub 4 slip 3%, mempunyai data pelengkap sebagaiberikut: $R_s = 1.77 \Omega$, $R_r = 1.34 \Omega$, $X_{Ls} = 5.25 \Omega$, $X_{Lr} = 4.57 \Omega$, $X_m = 139.0 \Omega$, $J = 0.025 \text{ Kg.m}^2$, $B = 0.01 \text{ N.m.sec/rad}$. Harga $h = -100$ untuk sliding mode control dan $\beta = 10$, hasil simulasi akan dilihat pada kondisi, start, steady state dan bila terjadi perubahan beban.

Pada gambar 4 adalah putaran motor saat start pada saat beban nol dengan menggunakan kontrol sliding mode, gambar 4 adalah fluk stator pada kondisi tanpa beban, gambar 7 adalah fluk stator pada sumbu d dan sumbu q, gambar 6 adalah besar arus stator pada kondisi tanpa beban, gambar 7 adalah torsi elektromagnetik motor tanpa beban.



Gambar 4. Putaran motor pada saat beban nol

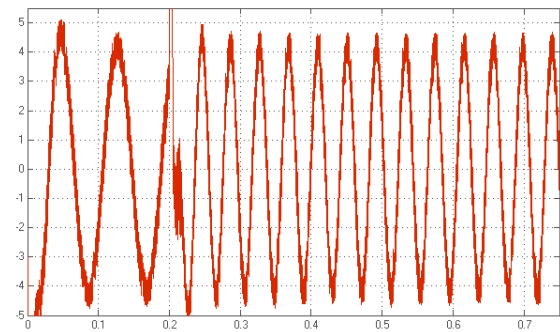
Pada simulasi pengaturan putaran motor motor induksi tiga fasa ini akan dilakukan dengan uji pada kondisi start. dengan kontrol SMC untuk melihat performansi putaran motor induksi tiga fasa. Dari gambar 4 dapat dilihat respon putaran awal motor induksi terhadap waktu pada saat tanpa beban.



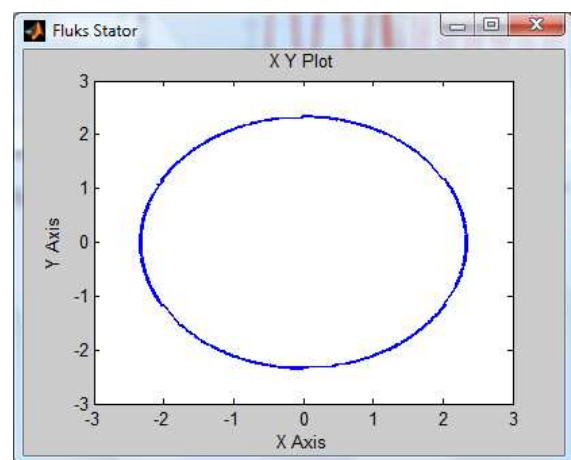
Gambar 5. Tegangan Motor pada saat perubahan referensi kecepatan

Pada gambar 5 tegangan motor pada saat perubahan referensi kecepatan maka frekuensi tegangan motor semakin besar. Pada gambar 6 arus motor akan mengalami steady state pada saat perubahan referensi pada 0,8 second dengan arus 3,18A-rms.

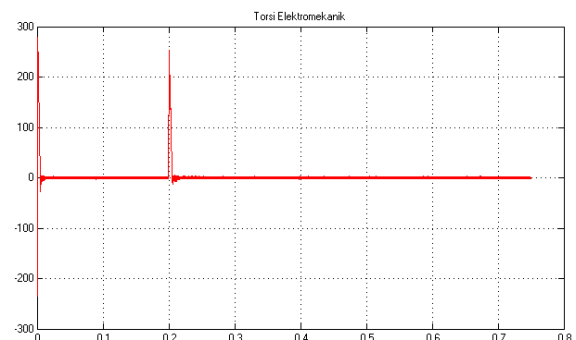
Gambar 6 adalah fluks stator terhadap sumbu d dan q.



Gambar 6. Arus Stator



Gambar 6. Fluks Stator



Gambar 7. Torsi Elektromagnetik

VI. Kesimpulan

Konvensional DTC akan memberikan cara pengaturan putaran yang sederhana dan memberikan respons yang cepat terhadap perubahan, tetapi akan menimbulkan ripple di torsi, fluks dan arus pada kondisi steady state. Untuk memperbaiki penampilan putaran diberikan integral sliding mode control sehingga kokoh pada kondisi bila terjadi error

parameter atau bila terjadi perubahan torsi beban. Dari hasil simulasi yang telah dilakukan dapat ditarik kesimpulan bahwa dengan metoda SMDTC pada saat start motor tanpa beban dan putaran nominal terjadi overshoot 10,5 rad/detik dari putaran acuan/referensi.

- [13] Endro Wahjono, Soebagio, "FUZZY LOGIC DIRECT TORQUE CONTROL UNTUK MOTOR INDUKSI YANG DIGUNAKAN PADA KENDARAAN LISTRIK (ELECTRIC VEHICLE)", Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, ITS. 2009.

Daftar Pustaka

- [1] Bimal K. Bose," Modern Power Electronics and AC drives", Prentice Hall PTR, 2002.
- [2] D. Casadei, Giovanni Serra," FOC and DTC: two variable scheme for induction motors torque control", Trans. On Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- [3] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L.Zarri, "Assessment of direct torque control for induction motor drives", Buletin of the Polish academy of science tech. sciences, vol. 54, No.3,2006.
- [4] I. Takahashi, T. Noguchi," A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", IEEE, Trans. Ind. Appl., IA-22(5): 820-827, 1996.
- [5] M. Abid, Y. Ramdani, A. Aissaoui, A. Zeblah," Sliding mode speed and flux control of an induction machine", Journal of Cybernetics and Informatics, ISSN: 1336-4774, vol. 6, 2006.
- [6] Ned Mohan," Electric drives an integrated approach", MNPERE, Minneapolis, 2003.
- [7] Ned mohan," Advance electric drives analysis, control and modeling using simulink", MNPERE, Minneapolis, 2001.
- [8] O. Barambones, A. J. Garrido, F.J. Maseda. "A robust field oriented control of induction motor with flux observer and speed adaptation". Proc. IEEE-ATFA, 2003.
- [9] Petar R. Matic, Branko D. Blanus, Slobodan N Vukosavic,"A novel direct torque control and flux control algorithm for the induction motor",IEEE, 2003.
- [10] T. Brahmananda Reddy, D. Subbarayudu, J. Amarnath," Robust sliding mode speed controller for hybrid SVPWM base direct torque control of induction motor", World Jurnal of Modelling and Simulation, ISSN 1 746-7233, England, vol 3, 2007.
- [11] Wilfrid Perruquetti, Jean Pierre Barbot," Sliding mode control in Engineering", Marcel and Dekker, Inc. New York-Basel, 2002.
- [12] Arman Jaya, Mauridhi Heri Purnomo, Soebagio, "Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Tanpa Sensor Kecepatan Menggunakan Metode Fuzzy Sliding Mode Control Berbasis Direct Torque Control", Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, ITS. 2009.